

19 BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

12 Patentschrift
10 DE 43 19 217 C 2

21 Aktenzeichen: P 43 19 217.3-31
22 Anmeldetag: 10. 6. 93
43 Offenlegungstag: 15. 12. 94
45 Veröffentlichungstag
der Patenterteilung: 9. 2. 95

51 Int. Cl. 6:
H 04 L 27/32 R.W.
H 04 L 7/06
H 04 L 27/00
H 04 J 1/00
H 04 N 7/06
H 04 H 1/00

DE 43 19 217 C 2

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

73 Patentinhaber:

Rohling, Hermann, Prof. Dr., 38304 Wolfenbüttel, DE;
Plagge, Wilfried, Dipl.-Ing., 38312 Ohrum, DE

74 Vertreter:

Gramm, W., Prof. Dipl.-Ing.; Lins, E., Dipl.-Phys. Dr.
jur., Pat.-Anwälte; Schrammek, H., Rechtsanw.,
38122 Braunschweig

72 Erfinder:

gleich Patentinhaber

56 Für die Beurteilung der Patentfähigkeit
in Betracht gezogene Druckschriften:

KROSCHER, Kristian: Datenübertragung, Berlin(u.a.):
Springer-Verlag, 1991, S. 120-126;

54 Verfahren zum Senden und/oder Empfangen hoher digitaler Datenmengen in paralleler Form und zur Durchführung des Verfahrens geeignete Sender und Empfänger

57 Das Senden und/oder Empfangen digitaler Daten auf einer Mehrzahl von zueinander orthogonalen Subträgern unter Verwendung eines differentiellen Modulationsverfahrens für die Datensignale auf den Subträgern und einer inversen Fouriertransformation der modulierten Signale vor dem Aussenden läßt sich auch bei sehr hohen Datenmengen, wie sie beispielsweise für die Übertragung von hochauflösenden Fernsehsignalen benötigt werden, innerhalb einer üblichen Fernsehbandbreite bewerkstelligen, wenn zur Unterscheidung der Daten auf den Subträgern eine Modulation sowohl mit unterschiedlichen Phasen als auch mit unterschiedlichen Amplituden verwendet wird.

DE 43 19 217 C 2

Beschreibung

Die Erfindung betrifft ein Verfahren zum Senden und/oder zum Empfangen hoher digitaler Datenmengen in paralleler Form auf einer Mehrzahl von zueinander orthogonalen Subträgern unter Verwendung eines differentiellen Modulationsverfahrens für die Datensignale auf den Subträgern und einer inversen Fouriertransformation der modulierten Signale vor dem Aussenden. Die Erfindung betrifft ferner einen Sender und einen Empfänger zur Durchführung des Verfahrens.

Verfahren zur digitalen Übertragung von Signalen werden wegen ihrer Störunanfälligkeit insbesondere für die Rundfunktechnik untersucht.

Ein Verfahren der eingangs erwähnten Art ist für die Realisierung eines digitalen Hörrundfunks vorgeschlagen worden (Wächter "Das Übertragungsverfahren des zukünftigen digitalen Hörrundfunks", Der Fernmelde-Ingenieur 11 und 12/92, Seiten 1 bis 43). Das als DAB (Digital Audio Broadcasting) bekannte Verfahren beruht auf der parallelen Übertragung der Datenmengen auf einer Vielzahl von orthogonal zueinander stehenden Subträgern (COFDM-Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex). Eine wesentliche Voraussetzung für das bekannte Verfahren ist eine Datenreduktion der digital abgetasteten Daten von 700 kbit/s auf 128 oder 96 kbit/s. Für die Modulation der gebildeten Daten auf die Subträger wird ein differentielles Phasenmodulationsverfahren benutzt, bei dem die jeweilige Dateninformation in dem Phasenunterschied zum vorherigen Datensignal dieses Subträgers enthalten ist. Verwendet werden dabei vier verschiedene Phasenwerte, nämlich $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$ und $7\pi/4$. Diese Modulation findet im äquivalenten Basisband statt. Zur Aufbereitung der modulierten Signale zu einem sich zeitlich verändernden auszusendenden Signal wird eine inverse Fouriertransformation vorgenommen. Die Intervalllänge jedes parallelen Signalblocks ergibt sich aus einem Nutzintervall und einem Schutzintervall (Guard-Intervall). Im Empfänger werden nur die Signale innerhalb des Nutzintervalls ausgewertet, innerhalb dessen auch die Orthogonalitätsbedingung der Subträger streng gilt. Das Schutzintervall hat die Funktion, Interferenzen durch Laufzeitunterschiede, die sich bei Mehrwege-Ausbreitungen ergeben können, zu vermeiden. Die Länge des Schutzintervalls ist so gewählt, daß ein maximaler Laufzeitunterschied noch innerhalb des Schutzintervalls liegt.

Das bekannte Konzept eignet sich insbesondere auch für einen Gleichwellenempfang, also die flächendeckende Ausstrahlung desselben Programms auf jeweils derselben Trägerfrequenz durch mehrere verschiedene Sendestationen.

Es besteht an sich auch ein Bedürfnis, Fernsehsignale, insbesondere auch hochauflösende Fernsehsignale (HDTV) digital zu übertragen. Die hierbei zu übertragenden Datenmengen sind jedoch um Größenordnungen höher als beim DAB, so daß bei gleichem Modulationsverfahren eine erheblich höhere Bandbreite benötigt würde, als sie bisher für Fernsehkanäle zur Verfügung gestellt werden (z. B. 7 MHz).

Die Anwendung bekannter Datenreduktionsmethoden auf Fernsehsignale, die auch HDTV-Signale sein können, führt zu einer zu übertragenden Bruttodatenrate von etwa 34 Mbit/s.

Ziel der vorliegenden Erfindung ist es, ein Verfahren anzugeben, mit dem eine hohe Datenrate mit einer relativ geringen Frequenzbandbreite übertragen werden kann, beispielsweise die genannte Datenrate von 34 Mbit/s in einem Frequenzband von 7 MHz.

Die erfindungsgemäße Lösung sieht ein Verfahren der eingangs erwähnten Art vor, das dadurch gekennzeichnet ist, daß zur Unterscheidung der Daten auf den Subträgern eine differentielle Modulation sowohl mit unterschiedlichen Phasen als auch mit unterschiedlichen Amplituden verwendet wird, wobei die differentielle Modulation mittels einer komplexen Multiplikation realisiert wird.

Der Erfindung liegt die Erkenntnis zugrunde, daß der Versuch, die Technik des DAB auf die Übertragung von Fernsehsignalen zu übertragen, insbesondere an der differentiellen Phasenmodulation scheitern muß. Um die hohe Datenzahl parallel aussenden zu können, müßten viel mehr Daten pro Datenwort übertragbar sein, also viel mehr Phasenzustände diskriminiert werden können. Dies hätte zur Folge, daß mindestens 64, wenn nicht gar 128 Phasenzustände diskriminierbar sein müßten. Eine derartige differentielle Phasenmodulation läßt sich zwar senderseitig realisieren, erfordert aber für die Demodulation einen nahezu fehlerfreien Empfang, der im Hinblick auf die Sende-, Kanal- und Empfangsbedingungen für die Rundfunk- oder Fernsehübertragung unrealistisch ist.

Eine bedeutsame Studie geht folgerichtig davon aus, daß die hohe Anzahl von zu diskriminierenden Zuständen nur durch absolute Modulationsverfahren (z. B. QAM 64) realisierbar ist. Der Nachteil der absoluten Modulation besteht darin, daß Verzerrungen im Funkkanal im Empfänger gemessen und für die Bestimmung des Nutzsignals berücksichtigt werden müssen. Gemäß diesem Vorschlag ist es daher erforderlich, eine bekannte Symbolfolge in kurzen Abständen periodisch auszusenden, um Änderungen des Übertragungskanals anhand der Verzerrungen der bekannten Symbolfolge feststellen und berücksichtigen zu können. Hierdurch geht Nutzbandbreite verloren, und zwar um so mehr, je genauer die Kompensation der Kanalverzerrungen erfolgen soll.

Erfindungsgemäß wird auf eine differentielle Modulationsmethode zurückgegriffen, da bei der differentiellen Modulationsmethode Kanalverzerrungen automatisch eliminiert werden. Kanalverzerrungen ändern sich regelmäßig um Größenordnungen langsamer, als die Übertragung nacheinander folgender Signale auf den einzelnen Subträgern erfolgt. Demzufolge können die Kanaleigenschaften für zwei nacheinander gesendete Signale als konstant angesehen werden. Da bei der differentiellen Modulationsmethode das Verhältnis von zwei aufeinander gesendeten Signalen gebildet wird, kürzt sich die Kanalcharakteristik heraus.

Erfindungsgemäß wird die Unterscheidbarkeit verschiedener Daten dadurch wesentlich verbessert, daß nicht nur die Phase sondern auch die Amplitude zur differentiellen Modulation der Daten variiert wird. Ein derartiges Modulationsverfahren ist bisher noch nicht vorgeschlagen worden. Es führt bei der Anwendung auf das erfindungsgemäße Verfahren dazu, daß überraschenderweise die Technologie des DAB auch für die bisher nicht möglich gehaltene Übertragung von digitalen Fernsehsignalen möglich ist.

Bei dem erfindungsgemäßen Verfahren werden vorzugsweise Amplitudenwerte a^n verwendet, wobei

$0 \leq n \leq m$ ist, wenn m Bits zur Codierung der Amplitudenwerte verwendet werden.

Bei dem erfindungsgemäßen Verfahren werden vorzugsweise 8 oder 16 verschiedene Phasenlagen in der komplexen Ebene pro Amplitudenwert ausgenutzt, weil diese Anzahl verschiedener Phasenlagen bei üblichen Übertragungsbedingungen diskriminierbar ist.

Somit werden vorzugsweise Codewörter verwendet, in denen m höchstwertige Bits zur Codierung der Amplitude und 1 niedrigstwertige Bits zur Codierung der Phase dienen. Dabei ist 1 vorzugsweise 4 und m 2 oder 3.

Die Diskriminierung zwischen den modulierten Phasen- und Amplitudenwerten kann noch dadurch verbessert werden, daß die gleich beabstandeten Phasenlagen für benachbarte Amplitudenwerte gegeneinander winkelveersetzt sind. Bei der Verwendung von 16 verschiedenen Phasenlagen kann die Versetzung $\pi/16$ betragen, so daß für jeden übernächsten Amplitudenwert wieder identische Phasenlagen bestehen.

Die differentielle Modulation kann noch dadurch verbessert werden, daß die Sendeamplitude des k -ten Subträgers relativ zu einem Mittelwert der vorher auf diesem Subträger gesendeten Amplituden aus dem Vorrat der möglichen Amplitudenwerte bestimmt wird. Dieser Mittelwert kann rekursiv geschätzt werden, was vorzugsweise dadurch möglich ist, daß zur Aktualisierung des geschätzten Mittelwerts die tatsächlich gesendete Amplitude mit dem vorherigen geschätzten Mittelwert gewichtet gemittelt wird. Als Wichtungsfaktor für den vorherigen Mittelwert kann ein Wert zwischen $3/4$ und $15/16$ verwendet werden, wodurch der Integrationsfaktor für kurzzeitige Änderungen des Funkkanals bestimmt wird.

Bei der erfindungsgemäßen differentiellen Phasen- und Amplitudenmodulation läßt sich auch eine hierarchische Modulation verwirklichen, indem die Modulation mit verschiedenen Phasen und/oder Amplituden in Gruppen erfolgt, innerhalb derer der Phasen- und/oder Amplitudenunterschied geringer ist als zu modulierten Signalen anderer Gruppen. Im Falle einer solchen hierarchischen Modulation ist es möglich, im Falle gestörter Übertragungs- oder Empfangsverhältnisse eine Demodulation bezüglich der Gruppen vorzunehmen, wenn auch mit verminderter Qualität.

Die erfindungsgemäße Modulation findet vorzugsweise in zwei separaten Kanälen für den Realanteil und den Imaginäranteil der komplexen Signale statt. Diese Signalanteile werden vorzugsweise gemeinsam der inversen Fouriertransformation in den beiden Kanälen unterworfen und anschließend wieder getrennt weiterverarbeitet. In entsprechender Weise kann in beiden Kanälen je eine Formfilterung durchgeführt werden.

Zur Vermeidung der Auswirkung von Nichtlinearitäten des Senders ist es zweckmäßig, eine entsprechende digitale Vorverzerrung der Signale vorzunehmen. Auch diese digitale Vorverzerrung kann zweckmäßigerweise in beiden Kanälen separat vorgenommen werden. Dementsprechend wird sinnvollerweise auch eine separate Verarbeitung der empfangenen Signale in separaten Kanälen vorgenommen.

Zur Durchführung des erfindungsgemäßen Verfahrens werden im Sender und im Empfänger eine differentielle Modulation, eine inverse Fouriertransformation und ggf. eine Formfilterung bzw. eine Formfilterung, eine Fouriertransformation und eine differentielle Demodulation vorgenommen. Zur Erhöhung der Geschwindigkeit dieser Verarbeitungen ist es besonders vorteilhaft, wenn die Funktionen asynchron jeweils mit einer individuellen Taktfrequenz vorgenommen und die so asynchron bearbeiteten Signale jeweils über einen Pufferspeicher der nächsten Funktion zugeführt werden. Als Pufferspeicher können übliche FIFO-Speicher ("First In — First Out") benutzt werden. Auf diese Weise ist es möglich, die einzelnen Funktionen mit einer individuellen maximalen Taktfrequenz auszuführen. Die Anpassung an die Taktfrequenz der nächsten Stufe erfolgt dadurch, daß zur Vermeidung des Überlaufs der Pufferspeicher "Waitstates" realisiert werden.

Eine fehlerfreie Demodulation der erfindungsgemäß ausgesandten Signale setzt eine mit dem gesendeten Signal synchronisierte Verarbeitung voraus. Es ist bekannt, für eine derartige Synchronisation zusätzliche Signale mit bekannten Symbolen zu übertragen. Hierfür wird jedoch Nutzbandsbreite benötigt.

Erfindungsgemäß ist es daher zweckmäßig, ein separates periodisches Synchronisationssignal zu erzeugen und dem modulierten Datensignalen additiv zu überlagern. Das periodische Synchronisationssignal kann sich dabei über das gesamte Signalintervall, einschließlich des Schutzintervalls, erstrecken.

Zur Verbesserung der Erkennbarkeit des Synchronisationssignals kann es zweckmäßig sein, dieses im Schutzintervall mit einer wesentlich größeren Amplitude als im Nutzintervall auszusenden.

Besonders zweckmäßig ist es, wenn das Synchronisationssignal ein niederfrequentes Signal ist, das zu allenfalls geringen Interferenzen mit den Subträgern Anlaß gibt. Die niederfrequente Ausbildung des Synchronisationssignals ermöglicht auch eine einfache Abtrennung des Synchronisationssignals vom übrigen Signal im Empfänger.

Die Erfindung soll im folgenden anhand von in der Zeichnung dargestellten Ausführungsbeispielen näher erläutert werden. Diese verdeutlichen auch die bevorzugten Bauweisen von Sender und Empfänger.

Es zeigt:

Fig. 1 ein Blockschaltbild eines Senders,

Fig. 2 ein Blockschaltbild eines Empfängers,

Fig. 3 eine grafische Darstellung von 64 möglichen Phasen- und Amplitudenzuständen mit 16 unterschiedlichen Phasen und 4 unterschiedlichen Amplituden,

Fig. 4 eine grafische Darstellung von 128 unterschiedlichen Phasen- und Amplitudenzuständen mit 16 unterschiedlichen Phasen und 8 unterschiedlichen Amplituden,

Fig. 5 eine Zuordnungstabelle für die Anwendung der 8 möglichen Eingabebits zur Ermittlung des Amplitudenwerts bei Anwendung auf die 8 möglichen Ausgangszustände,

Fig. 6 eine grafische Darstellung von 64 möglichen Phasen- und Amplitudenzuständen, bei denen die Phasenlagen für benachbarte Amplituden um $\pi/16$ winkelveersetzt sind,

Fig. 7 eine schematische grafische Darstellung für eine hierarchische Codierung, in der eine vorbestimmte Anzahl von Phasen- und Amplitudenzuständen zu Gruppen zusammengefaßt sind.

Für die in Fig. 1 dargestellte Anordnung eines Senders wird angenommen, daß ein Bitstrom von 34,368 MBit/s

bearbeitet werden muß. Dieser Bitstrom gelangt auf einen Seriell-Parallel-Wandler, der den seriellen Eingangs-Datenstrom auf 5 bis 7 Parallelleitungen aufteilt. Über einen ersten Pufferspeicher (FIFO) 2 gelangt der Datenstrom auf einen digitalen Amplituden-Phasen-Modulierer 3, in dem für jeden Datenwert ein Sendesymbol

$$S(i, k) = B(i, k) \cdot S(i-1, k)$$

erstellt wird. Das komplexe Sendesymbol $S(i, k)$ des i -ten Modulationsblocks berechnet sich dabei aus der Multiplikation eines komplexen Symbols $B(i, k)$ mit dem im $(i-1)$ -ten Modulationsblock auf dem k -ten Subträger gesendeten Symbol $S(i-1, k)$. Die differentielle Modulation erfolgt zwischen zeitlich aufeinander folgenden Modulationsblöcken bei derselben Subträgerfrequenz, die hier durch den Index k repräsentiert wird. Die Wahl des komplexen Symbols $B(i, k)$ wird bei der differentiellen Amplituden-Phasen-Modulation durch ein Codewort beeinflusst, das sowohl eine Phasen- als auch eine Amplitudenänderung beinhaltet.

Das modulierte Signal wird von dem differentiellen Phasen-Amplituden-Modulator 3 aufgeteilt in einen Realanteil RE und einen Imaginäranteil IM ausgegeben und gelangt auf einen weiteren Pufferspeicher 4.

In einer nachfolgenden inversen Fouriertransformationsstufe (IFFT) 5 werden die Signalanteile RE und IM einer inversen Fouriertransformation unterzogen und somit zeitbezogen ausgegeben.

Über einen weiteren Pufferspeicher 6 gelangen die nunmehr zeitabhängigen Signalanteile RE und IM auf je ein digitales Formfilter 7a, 7b, durch das die Bandbreite des auszusendenden Spektrums beispielsweise auf 7 MHz begrenzt wird.

Über einen weiteren Pufferspeicher 8 gelangen die Signalanteile RE, IM auf eine Additionsstufe 9 bestehend aus je einem Addierer 9a, 9b für die für die beiden Signalanteile RE, IM bestehenden Kanäle. Mit den Addierern 9a, 9b wird den modulierten Signalen ein in einem Synchronsignalgenerator 10 erzeugtes periodisches Synchronisiersignal überlagert.

Die so hergestellten Signalanteile RE, IM gelangen auf eine lineare Korrekturtabelle 11, die eine Vorverzerrung der Signalanteile RE, IM zur voreilenden Kompensation von Nichtlinearitäten des Senders durchführt.

Anschließend gelangen die Signalanteile RE, IM auf je einen Digital-Analog-Wandler 12a, 12b und gelangen auf eine Mischstufe 13, in der das Hochfrequenz-Sendesignal, moduliert mit den Modulationssignalen erzeugt wird.

Das im Synchronsignalgenerator 10 erzeugte Synchronsignal ist ein periodisches, phasenetastetes Signal, dessen Periodenlänge mit der Blocklänge T des Nutzsignals übereinstimmt und dessen Autokorrelationsfunktion ein impulsförmiges Verhalten hat. Signale mit diesen Eigenschaften sind beispielsweise in Rohling, Plagge "Mismatched Filter Design For Periodical Binary Phased Signals" IEE-AES, Vol. 25, No. 6, November 1989 beschrieben. Das Synchronsignal wird in dem Synchrongenerator 10 einmalig berechnet und in einem Speicher (EPROM) abgelegt und periodisch ausgelesen.

Zweckmäßig ist es, das Synchronisiersignal niederfrequent auszulegen, um Interferenzen mit Subträgern noch weiter zu reduzieren. Das Synchronsignal kann besonders hohe Amplituden im Schutzintervall aufweisen.

Fig. 2 zeigt, daß das ausgesendete Signal HF im Empfänger in üblicher Weise auf einen Mischer 14 gelangt, der das empfangene HF-Signal auf eine Verarbeitungsfrequenz mischt und dabei die Signalanteile RE und IM voneinander trennt, so daß diese in getrennten Kanälen verarbeitet werden. Die Signalanteile gelangen auf je einen Analog-Digital-Wandler 15a, 15b und gelangen in digitalisierter Form über einen Pufferspeicher 16 auf digitale Formfilter 17a, 17b. Über einen weiteren Pufferspeicher 18 werden die Signalanteile RE, IM einer Fouriertransformationsstufe 19 zugeführt, durch die die Signalanteile RE, IM in das äquivalente Basisband umgesetzt werden. Über einen weiteren Pufferspeicher 20 gelangen die Signalanteile in einen differentiellen Phasen-Amplituden-Demodulator 21, durch den aus den komplexen Phasen-Amplituden-Kombinationen Bitsignale reproduziert werden, die über einen weiteren Pufferspeicher 22 auf einen Parallel-Seriell-Wandler 23 zur Herstellung eines üblichen seriellen Bitstroms gelangt.

Sowohl im Sender als auch im Empfänger können Systemparameter über einen Rechner 24 flexibel geladen werden, so daß ohne weiteres zu Experimentierzwecken die Systemparameter geändert werden können, ohne daß hierfür ein Eingriff in die Hardware erforderlich ist.

Die aus dem Mischer 14 gewonnenen Signalanteile RE, IM gelangen in einem gesonderten Verarbeitungszweig auf je einen Tiefpaß 25a, 25b und werden anschließend in je einem Analog-Digital-Wandler 26a, 26b digitalisiert.

Die über die Tiefpässe 25a, 25b abgetrennten und digitalisierten Synchronisiersignale gelangen auf einen Prozessor 27, dessen Ausgänge die Taktsynchronisation für die Analog-Digital-Wandler 15a, 15b, die Blocksynchronisation für die Fourier-Transformationsstufe 19 und eine Trägerregelung im Mischer 14 steuert, um so auf der Übertragungsstrecke entstandene Verzerrungen des übertragenen Signals zu berücksichtigen.

Fig. 3 zeigt grafisch eine mögliche Diskriminierung von 64 verschiedenen Phasen-Amplituden-Zuständen mit 4 unterschiedlichen Amplituden und 16 unterschiedlichen Phasenlagen. Bei der differentiellen Modulation muß jedem Codewort, bestehend aus sechs Bits, abhängig von dem Betrag des vorher gesendeten Symbols $S(i-1, k)$ ein komplexes Symbol $B(i, k)$ zugeordnet und dann die Berechnung gemäß

$$S(i, k) = B(i, k) \cdot S(i-1, k)$$

durchgeführt werden.

Die Struktur eines 6-Bit-Codewortes weist zwei Bit-Gruppen auf, wobei die beiden höchstwertigen Bits b_1, b_2 für die differentielle Modulation der Amplitude und die vier verbleibenden Bits für eine differentielle Phasenmodulation verwendet werden. Die vier niedrigwertigen Bits des Codeworts legen ausschließlich die Phase des komplexen Symbols $B(i, k)$ fest. Die differentielle Phasenmodulation ist also mit einer herkömmlichen 16-DPSK

identisch. Es sind 16 verschiedene Phasenzustände mit einem Abstand von $22,5^\circ$ möglich.

Bei der differentiellen Amplitudenmodulation steckt die Nachricht in dem Betrag des komplexen Symbols $B(i, k)$. In Fig. 3 sind alle möglichen Sendesymbole $S(i, k)$ in der komplexen Ebene eingetragen. Charakteristisch sind hier die vier Amplitudenringe mit den jeweils 16 Phasenzuständen. Die Radien der Amplitudenringe betragen 1, a , a^2 und a^3 .

Der Betrag des komplexen Symbols $B(i, k)$ wird einerseits durch die beiden höchstwertigen Bits im Codewort $C(i, k)$ und andererseits durch den Betrag des vorher gesendeten Symbols $S(i-1, k)$ bestimmt. Die in Fig. 3 angegebene Zuordnungstabelle enthält insgesamt sieben verschiedene Amplitudenzustände für $B(i, k)$, die durch die Parameterwerte $m = -3, -2, -1, 0, 1, 2, 3$ beschrieben werden. Durch diese Zuordnung entsteht eine zyklische Struktur innerhalb der Amplitudenringe.

Weisen die Eingabebits z. B. den Wert "01" auf, so existieren in Abhängigkeit von dem Betrag des Symbols $S(i-1, k)$ zwei mögliche Beträge für das komplexe Symbol $B(i, k)$, nämlich a und a^{-3} . Ist der Betrag des vorher gesendeten Symbols $S(i-1, k) = a^3$, wird er aufgrund der Eingabebits "01" mit dem entsprechend der Zuordnungstabelle ermittelten Betrag von a^{-3} multipliziert, so daß der resultierende Betrag des Sendesymbols $S(i, k)$ des i -ten Modulationsblocks zu "1" wird. Demzufolge entsteht ein Sprung vom äußersten zum innersten Amplitudenring. Damit ist eine zyklische Struktur erzeugt und die Anzahl der Amplitudenringe auf den kleinstmöglichen Wert reduziert. Dieser Effekt ist gleichzeitig mit einer Minimierung der mittleren Sendeleistung verbunden.

Bei der Demodulation müssen bei einer 64-DAPSK insgesamt zwischen 7 Beträgen und 16 Phasenzuständen unterschieden werden. Jedem Betrag können dabei eindeutig zwei Bits zugeordnet werden.

Für die Demodulation sind Entscheidungsgrenzen notwendig. Bezüglich der Phase liegen die Entscheidungsgrenzen im arithmetischen Mittel zwischen zwei benachbarten Phasenzuständen. Für die Entscheidungsgrenzen zwischen den Amplitudenringen muß eine Besonderheit berücksichtigt werden: Im Empfänger werden aufgrund des Rauscheinflusses auf dem Übertragungskanal zwei Symbole durcheinander dividiert, die jeweils eine Verteilungsdichtefunktion in Form einer Rayleigh-Verteilung aufweisen. Die resultierende Verteilungsdichtefunktion ist unsymmetrisch, und die Standardabweichung ist eine Funktion des Mittelwertes. Mit zunehmendem Mittelwert wird die Standardabweichung größer und die Unsymmetrie wirkt sich stärker aus. Um eine möglichst geringe Bitfehlerwahrscheinlichkeit zu erhalten, muß die Entscheidungsgrenze zwischen zwei Ringen zu der kleineren Amplitude hin verschoben werden. Aus diesem Grund wird die Entscheidungsgrenze auf das geometrische Mittel zwischen zwei benachbarten Ringen gelegt. Mit dem nach einer Entscheidungsregel ermittelten komplexen Symbol kann unmittelbar das zugehörige Codewort $C'(i, k)$ erzeugt werden.

Fig. 4 zeigt eine differentielle Amplituden-Phasen-Modulation (DAPSK) mit 128 Zuständen. Analog zu den obigen Ausführungen wird das 7-stellige Codewort in zwei Bitgruppen unterteilt. Die 16-Phasenzustände sind die gleichen wie bei der 64-DAPSK. Für die differentielle Amplitudenmodulation stehen somit drei Bits zur Verfügung. Zur Erzeugung einer zyklischen Struktur ergibt sich für den Parameter M : $M = -7, \dots, 0, \dots, 7$. Für die möglichen komplexen Sendesymbole $S(i, k)$ ergibt sich eine Anordnung mit 8 Amplitudenringen mit jeweils 16 Phasenzuständen.

Fig. 5 zeigt die für die Modulation notwendige Zuordnungstabelle, um den Betrag des Symbols $B(i, k)$ in Abhängigkeit der drei höchstwertigen Eingabebits und des Betrags des vorher gesendeten Symbols $S(i-1, k)$ zu ermitteln. Bei der Demodulation müssen bei einer 128-DAPSK und aufgrund der gewählten Parameter insgesamt zwischen 15 Beträgen und 16 Phasenzuständen unterschieden werden. Jedem Betrag können dabei eindeutig drei Bits zugeordnet werden.

Die beschriebenen DAPSK-Verfahren setzen die Phasenempfindlichkeit gegenüber der reinen differentiellen Phasenmodulation (DPSK) wesentlich herab und ermöglichen eine realistische Übertragung hoher Datenraten.

Fig. 6 zeigt eine Anordnung analog Fig. 3 (64 DAPSK) bei der die Phasenlagen auf jedem zweiten Amplitudenring identisch sind, während die Phasenlagen auf den dazwischenliegenden Amplitudenringen um einen halben Winkelabstand ($\pi/16$) winkelversetzt sind. Bei gleicher Phasenempfindlichkeit kann hierdurch die Diskriminierung unterschiedlicher Amplitudenwerte verbessert werden.

Fig. 7 zeigt eine hierarchische Codierung für die 64-DAPSK gemäß Fig. 3. Dabei sind die Amplitudenabstände zwischen jeweils zwei Amplitudenringen kleiner als zu den benachbarten Ringen. Ferner sind auch die Phasenabstände zwischen jeweils zwei Zuständen auf einem Amplitudenring geringer als zu benachbarten Phasenwerten. Dadurch bilden sich Gruppen von jeweils vier Modulationswerten, die von anderen Gruppen einen größeren Amplituden-Phasen-Abstand aufweisen. Dadurch ist es auch bei der DAPSK möglich, eine Demodulation mit verringerter Auflösung durchzuführen, wenn die Übertragungs- oder Empfangsbedingungen eine Demodulation mit hoher Auflösung nicht erlaubt.

Für das differentielle Modulationsverfahren ist es zweckmäßig, zur Eliminierung von kurzzeitigen Störbeeinflüssen die aktuelle Sendeamplitude des k -ten Subträgers $|S(i, k)|$ relativ zu einem Mittelwert über die vorherigen Sendeamplituden dieses k -ten Subträgers festzulegen. Dabei wird vorzugsweise ein rekursiv geschätzter Mittelwert $A_s(i-1, k)$ zugrundegelegt:

$$|S(i, k)| = |B(i, k)| \cdot A_s(i-1, k)$$

Für die anschließende Aktualisierung des Mittelwerts $A_s(i, k)$ wird die tatsächlich gesendete Amplitude $|S(i, k)|$ gemessen und eine rekursive Schätzung durchgeführt:

$$A_s(i, k) = \alpha \cdot A_s(i-1, k) + (1-\alpha) \cdot |S(i, k)|$$

Der tatsächlich gemessene Wert beeinflusst daher den vorherigen Mittelwert in gewichteter Weise. Für den Wichtungsparemeter α eignet sich beispielsweise der Wert $7/8$ oder $15/16$.

Die Beträge $|B(i, k)|$ ermitteln sich in Abhängigkeit der Eingabebits und des rekursiv geschätzten Mittelwerts $A_s(i-1, k)$ relativ zu einer mittleren Amplitude A_0 als Schwelle, die absolut vorgegeben ist. Falls der rekursive Mittelwert $A_s(i-1, k)$ auf dem Subträger k ober- oder unterhalb der Schwelle A_0 liegt wird inkrementiert oder dekrementiert. Es gilt:

5	B (i, k)	Eingabebits			
10		00	01	11	10
	$A_s (i-1, k) \geq A_0$	1	$1/a$	$1/a^2$	$1/a^3$
15	$A_s (i-1, k) < A_0$	1	a	a^2	a^3

Im Demodulator wird die aktuelle Empfangsamplitude $|S'(i, k)|$ ins Verhältnis zu einem kursiv geschätzten Mittelwert $A_s'(i-1, k)$ gesetzt:

$$|B'(i, k)| = \frac{|S'(i, k)|}{A_s'(i-1, k)}$$

Der Mittelwert wird aktualisiert und aus den Beträgen $|B'(i, k)|$ eine Bitkombination ermittelt.

Patentansprüche

1. Verfahren zum Senden und/oder zum Empfangen hoher digitaler Datenmengen in paralleler Form auf einer Mehrzahl von zueinander orthogonalen Subträgern unter Verwendung eines differentiellen Modulationsverfahrens für die Datensignale auf den Subträgern und einer inversen Fourier-Transformation der modulierten Signale vor dem Aussenden, dadurch gekennzeichnet, daß zur Unterscheidung der Daten auf den Subträgern eine differentielle Modulation sowohl mit unterschiedlichen Phasen als auch mit unterschiedlichen Amplituden verwendet wird, wobei die differentielle Modulation mittels einer komplexen Multiplikation realisiert wird.
2. Verfahren nach Anspruch 1, gekennzeichnet durch die Verwendung von Amplitudenwerten a^n mit $(0 \leq n \leq 2^m - 1)$ für m -Bits zur Codierung der Amplitudenwerte.
3. Verfahren nach Anspruch 1 oder 2, gekennzeichnet durch die Verwendung von 8 oder 16 verschiedenen Phasenlagen in der komplexen Ebene pro Amplitudenwert.
4. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 3, gekennzeichnet durch die Verwendung von Codewörtern, in denen die m höchstwertigen Bits zur Codierung der Amplitude und die 1 niedrigstwertigen Bits zur Codierung der Phase dienen.
5. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 4, dadurch gekennzeichnet, daß die gleichbeabstandeten Phasenlagen für benachbarte Amplitudenwerte gegeneinander winkelseitig versetzt sind.
6. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 5, dadurch gekennzeichnet, daß die Sendeamplituden des k -ten Subträgers relativ zu einem Mittelwert der vorher auf diesem Subträger gesendeten Amplituden aus dem Vorrat der möglichen Amplitudenwerte bestimmt wird.
7. Verfahren nach Anspruch 6, dadurch gekennzeichnet, daß der Mittelwert rekursiv geschätzt wird.
8. Verfahren nach Anspruch 7, dadurch gekennzeichnet, daß zur Aktualisierung des geschätzten Mittelwerts die tatsächlich gesendete Amplitude mit dem vorherigen geschätzten Mittelwert gewichtet gemittelt wird.
9. Verfahren nach Anspruch 8, gekennzeichnet durch einen Wichtungsfaktor für den vorherigen Mittelwert zwischen $3/4$ und $15/16$.
10. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 9, dadurch gekennzeichnet, daß die Modulation mit verschiedenen Phasen und/oder Amplituden in Gruppen erfolgt, innerhalb derer der Phasen- und/oder Amplitudenunterschied geringer ist als zu modulierten Signalen anderer Gruppen.
11. Verfahren nach Anspruch 10, dadurch gekennzeichnet, daß im Fall gestörter Übertragungs- oder Empfangsverhältnisse eine Demodulation bezüglich der Gruppen vorgenommen wird.
12. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 11, dadurch gekennzeichnet, daß die Modulation mit komplexen Signalen im äquivalenten Basisband vor der inversen Fouriertransformation erfolgt.
13. Verfahren nach Anspruch 12, dadurch gekennzeichnet, daß die Modulation in zwei separaten Kanälen für den Realanteil und den Imaginäranteil der komplexen Signale erfolgt.
14. Verfahren nach Anspruch 13, dadurch gekennzeichnet, daß für die inverse Fouriertransformation die Signalanteile in den beiden Kanälen zusammengefaßt und nach der Fouriertransformation wieder als separate Signalanteile gebildet werden.
15. Verfahren nach Anspruch 13 oder 14, dadurch gekennzeichnet, daß in den beiden Kanälen je eine

Formfilterung durchgeführt wird.

16. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 15, dadurch gekennzeichnet, daß zur Kompensation von Nichtlinearitäten des Senders eine digitale Vorverzerrung der Signale vorgenommen wird.

17. Verfahren nach Anspruch 13 oder 14 und Anspruch 16, dadurch gekennzeichnet, daß die digitale Vorverzerrung in den beiden Kanälen separat vorgenommen wird.

18. Verfahren nach einem der Ansprüche 13 bis 17, gekennzeichnet durch eine separate Verarbeitung der empfangenen Signale in zwei Kanälen.

19. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 18, dadurch gekennzeichnet, daß die Funktionen beim Sender und/oder beim Empfänger asynchron jeweils mit einer individuellen Taktfrequenz vorgenommen und daß die asynchron bearbeiteten Signale jeweils über einen Pufferspeicher der nächsten Funktion zugeführt werden.

20. Verfahren nach Anspruch 19, dadurch gekennzeichnet, daß die einzelnen Funktionen jeweils mit maximaler Taktfrequenz ausgeführt werden.

21. Verfahren nach einem der Ansprüche 1 bis 20, dadurch gekennzeichnet, daß den modulierten Datensignalen jeweils ein periodisches Synchronisationssignal additiv überlagert wird.

22. Verfahren nach Anspruch 21, dadurch gekennzeichnet, daß sich das periodische Synchronisationssignal über das gesamte Signalintervall, einschließlich eines Schutzintervalls, erstreckt.

23. Verfahren nach Anspruch 22, dadurch gekennzeichnet, daß das periodische Synchronisationssignal im Schutzintervall eine wesentlich größere Amplitude aufweist als im übrigen Signalintervall.

24. Verfahren nach einem der Ansprüche 21 bis 23, dadurch gekennzeichnet, daß das Synchronisationssignal ein tieffrequentes, allenfalls geringe Interferenzen mit den Subträgern erzeugendes Signal ist.

25. Sender zur Durchführung des Verfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 24, gekennzeichnet durch einen differentiellen Phasen-Amplituden-Modulator (3) mit einer nachgeschalteten inversen Fouriertransformationsstufe (5).

26. Sender nach Anspruch 25, gekennzeichnet durch zwei separate Ausgänge des differentiellen Phasen-Amplituden-Modulators (3), an die sich separate Kanäle für Real- und Imaginäranteil (RE, IM) komplexer Signale anschließen.

27. Sender nach Anspruch 25 oder 26, mit einem Modulator zur Bildung von Amplitudenwerten a^n ($0 \leq n \leq 2^m - 1$) bei der Verwendung von m Bits zur Codierung der Amplitudenwerte.

28. Sender nach einem der Ansprüche 25 bis 27 mit einem Modulator, mit dem die gleich beabstandeten Phasenlagen für benachbarte Amplitudenwerte gegeneinander winkelfersetzt werden.

29. Sender nach einem der Ansprüche 25 bis 28 mit einem Modulator, der einen Mittelwertbildner für frühere auf den jeweiligen Subträgern gesendete Amplituden enthält.

30. Sender nach Anspruch 29, dadurch gekennzeichnet, daß der Mittelwertbildner ein rekursiver Mittelwertbildner ist.

31. Sender nach einem der Ansprüche 25 bis 30 mit einem Modulator, mit dem die modulierten Signale bezüglich Phase und Amplitude in Gruppen angeordnet sind, innerhalb derer der Phasen- und Amplitudenunterschied geringer als zu modulierten Signalen anderer Gruppen ist.

32. Sender nach einem der Ansprüche 26 bis 31, gekennzeichnet durch eine auf beide Kanäle gemeinsam wirkende inverse Fouriertransformationsstufe (5), an deren Ausgang wieder getrennte Signalanteile (RE, IM) anstehen.

33. Sender nach einem der Ansprüche 26 bis 32, gekennzeichnet durch digitale Formfilter (7a, 7b) in beiden Kanälen.

34. Sender nach einem der Ansprüche 25 bis 33, gekennzeichnet durch eine lineare Korrekturtabelle (11) zur Kompensation von Nichtlinearitäten des Senders.

35. Sender nach Anspruch 26 und 34, dadurch gekennzeichnet, daß die lineare Korrekturtabelle (11) auf den Real- und Imaginäranteil (RE, IM) separat wirksam ist.

36. Sender nach einem der Ansprüche 25 bis 35, dadurch gekennzeichnet, daß der differentielle Modulator (3), die inverse Fouriertransformationsstufe (5) und das etwaige digitale Formfilter (7a, 7b) asynchron mit eigenen Taktfrequenzen arbeiten und zwischen ihnen jeweils ein Pufferspeicher (4, 6) angeordnet ist.

37. Sender nach einem der Ansprüche 25 bis 36, gekennzeichnet durch einen Generator (10) für ein periodisches Synchronisationssignal und eine Additionsstufe (9) zur Überlagerung des modulierten, invers fouriertransformierten Signals mit dem periodischen Synchronisationssignal.

38. Sender nach Anspruch 26 und 37, dadurch gekennzeichnet, daß die Additionsstufe (9) aus je einem Addierer (9a, 9b) in den beiden Kanälen besteht.

39. Sender nach Anspruch 37 oder 38, dadurch gekennzeichnet, daß der Generator (10) ein tieffrequentes periodisches Synchronisationssignal erzeugt.

40. Empfänger zur Durchführung des Verfahrens nach einem der Ansprüche 1 bis 24, gekennzeichnet durch eine Fourier-Transformationsstufe (19) und einen nachgeschalteten differentiellen Phasen-Amplituden-Modulator (21).

41. Empfänger nach Anspruch 40 mit einem Demodulator (21), der Amplitudenwerte a^n ($0 \leq n \leq 2^m - 1$) bei der Verwendung von m Bits zur Decodierung der Amplitudenwerte diskriminiert.

42. Empfänger nach Anspruch 40 oder 41 mit einem Demodulator (21), in dem die aktuelle Empfangsamplitude im Verhältnis zu einem geschätzten Mittelwert der früheren Empfangsamplituden auf demselben Subträger gesetzt wird.

43. Empfänger nach Anspruch 42, gekennzeichnet durch einen rekursiven Mittelwertbildner.

44. Empfänger nach einem der Ansprüche 40 bis 43, gekennzeichnet durch einen Demodulator (21), der notfalls das empfangene Signal einer Gruppe von Phasen- oder Amplitudenwerten zuordnet, die deutlich

von anderen Gruppen beabstandet ist.

45. Empfänger nach einem der Ansprüche 40 bis 44, gekennzeichnet durch zwei Kanäle im Anschluß an einen Mischer (14) für das empfangene Hochfrequenzsignal.

46. Empfänger nach Anspruch 45, gekennzeichnet durch digitale Formfilter (17a, 17b) in beiden Kanälen.

47. Empfänger nach Anspruch 45 oder 46, gekennzeichnet durch eine Fouriertransformationsstufe (19), die auf beide Kanäle gemeinsam wirkt und am Ausgang wieder getrennte Signalanteile (RE, IM) liefert.

48. Empfänger nach einem der Ansprüche 40 bis 47, gekennzeichnet durch eine Abtrennstufe (25a, 25b) für ein periodisches Synchronisationssignal und durch eine Auswertung des Synchronisationssignals in einem gesonderten Zweig.

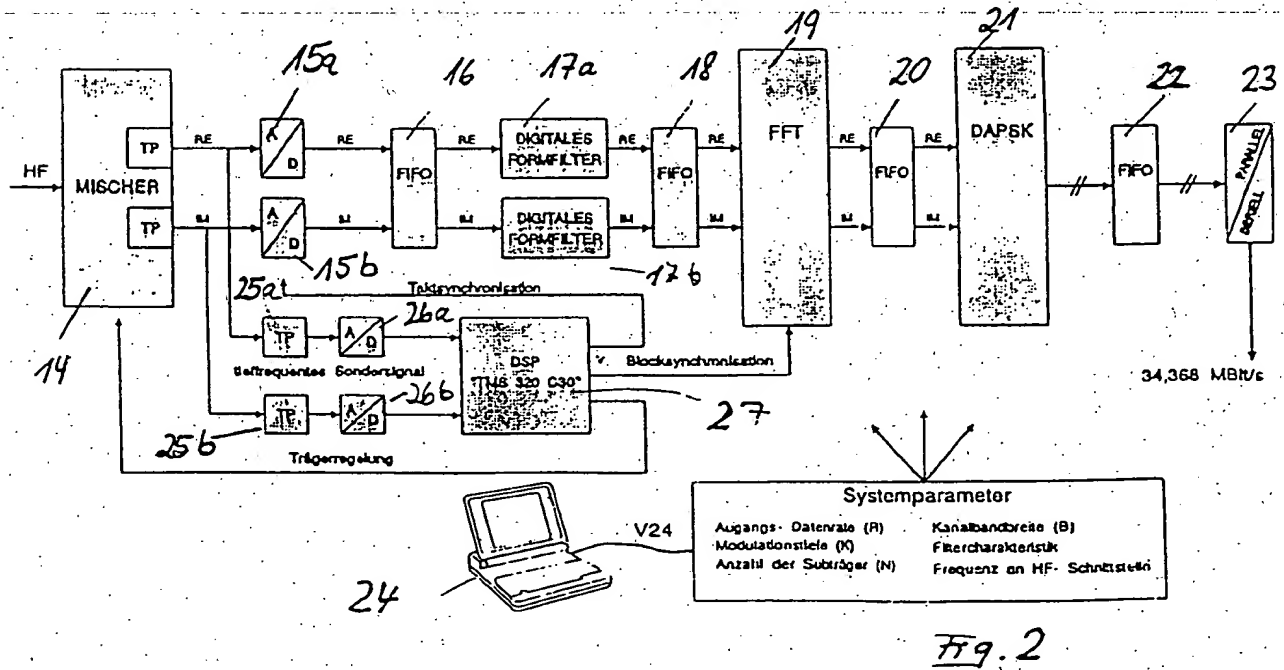
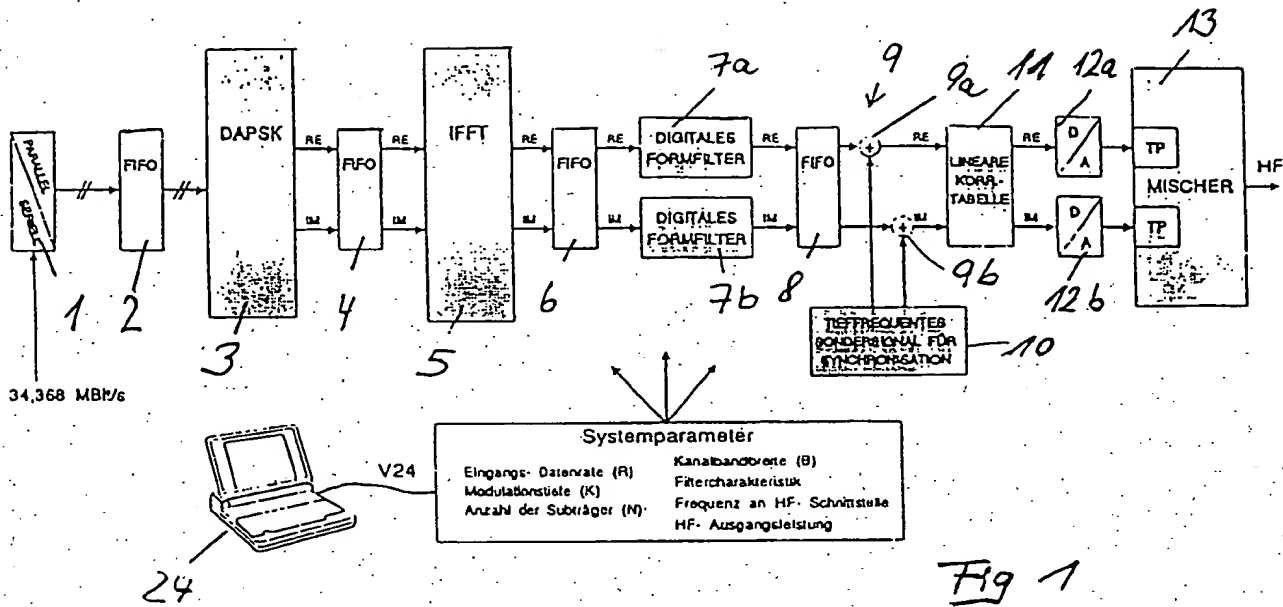
49. Empfänger nach Anspruch 48, dadurch gekennzeichnet, daß die Abtrennstufe eine Tiefpaßstufe (25a, 25b) ist.

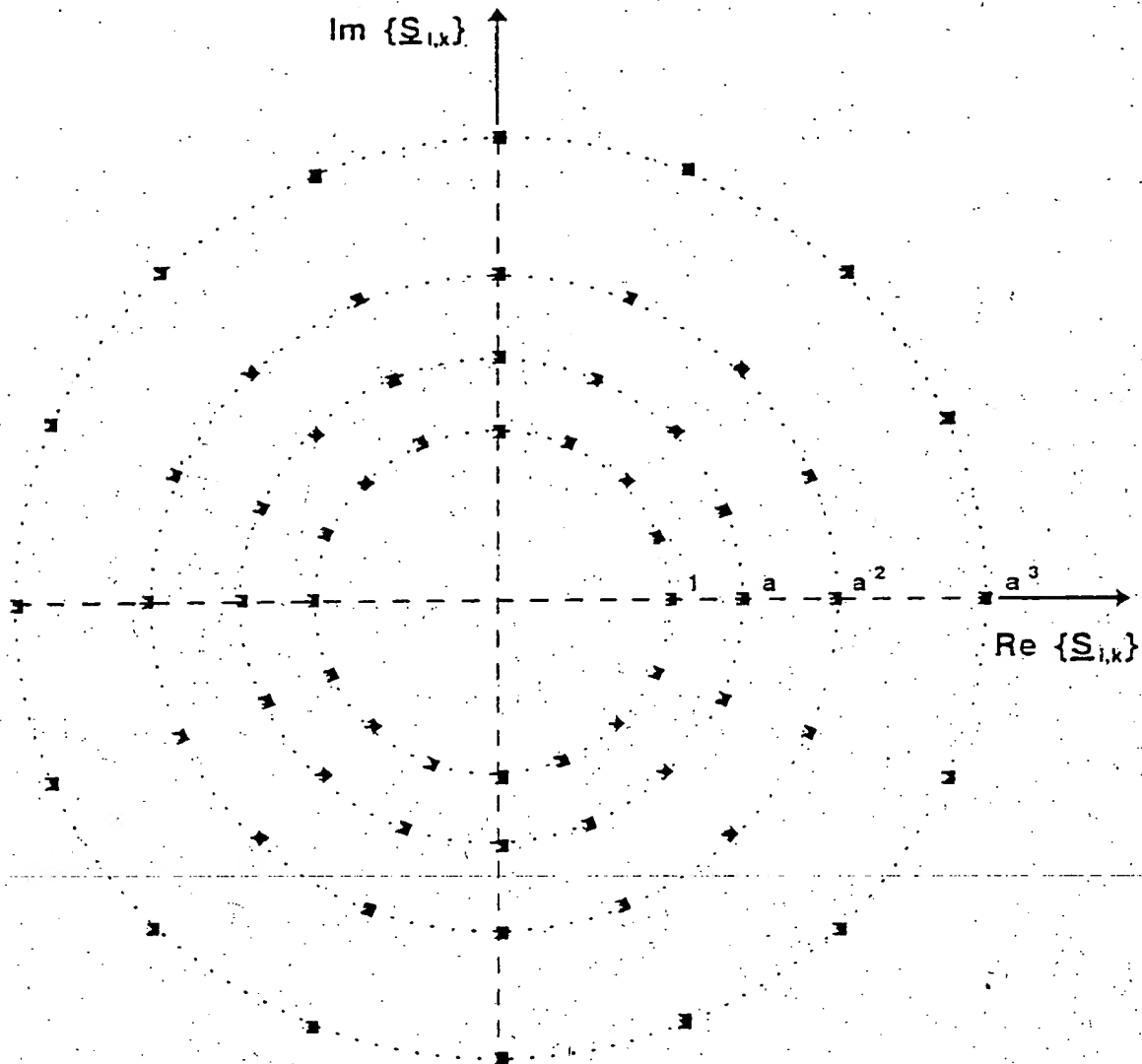
50. Empfänger nach Anspruch 48 oder 49, gekennzeichnet durch eine Steuerung der Blocksynchronisation in der Fouriertransformationsstufe (19) mit dem periodischen Synchronisationssignal.

51. Empfänger nach einem der Ansprüche 48 bis 50, gekennzeichnet durch eine Trägerregelung in dem Mischer (14) mit dem periodischen Synchronisationssignal.

52. Empfänger nach einem der Ansprüche 40 bis 51, dadurch gekennzeichnet, daß das etwaige Formfilter (17a, 17b), die Fouriertransformationsstufe (19) und der differentielle Phasen-Amplituden-Demodulator (21) asynchron mit eigenen Taktfrequenzen arbeiten und zwischen ihnen jeweils ein Pufferspeicher (18, 20) angeordnet ist.

Hierzu 6 Seite(n) Zeichnungen





Differentielle Modulation :

$$\underline{S}_{i,k} = \underline{B}_{i,k} \cdot \underline{S}_{i-1,k}$$

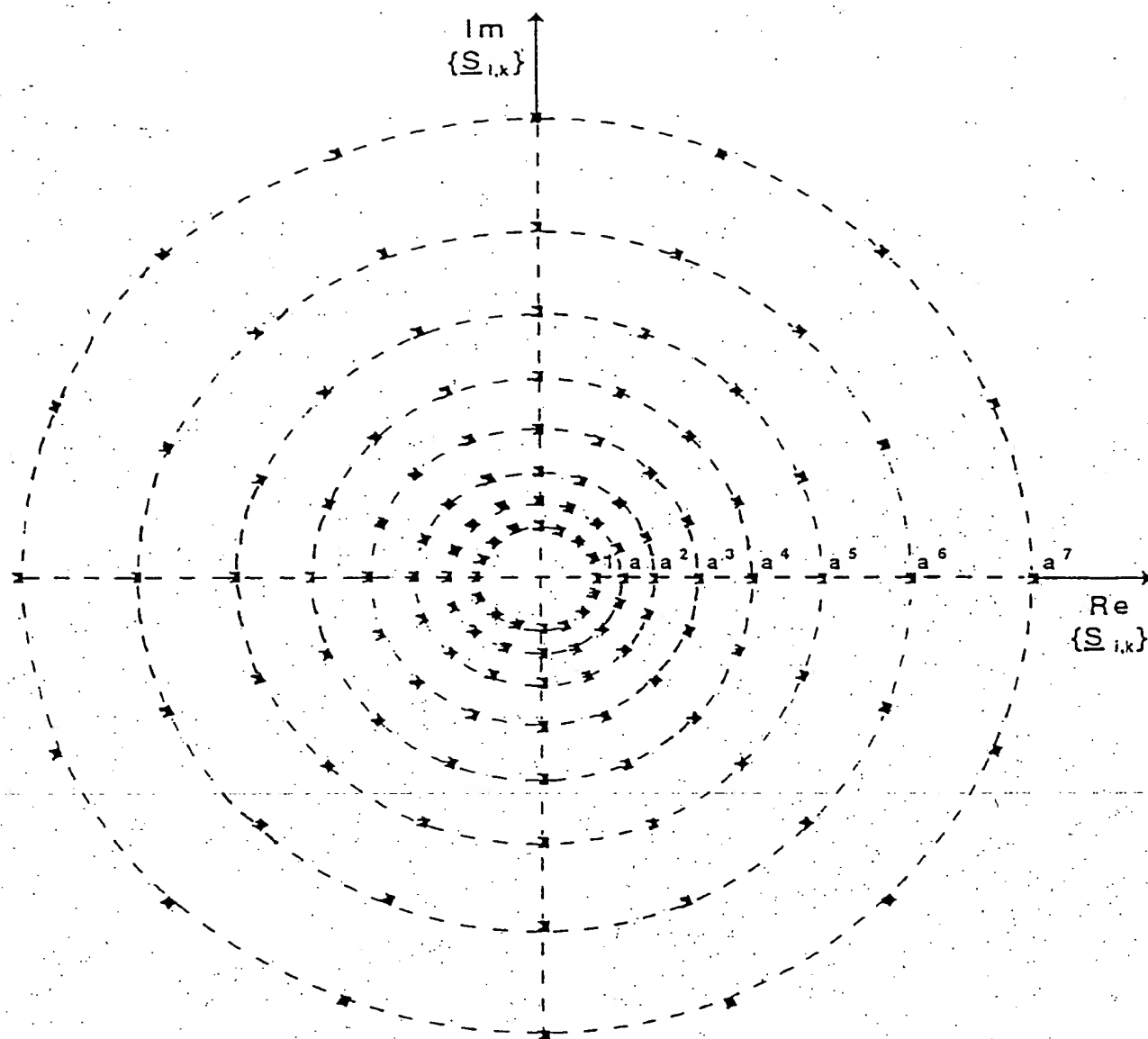
Struktur eines Codewortes :

b_1	b_2	b_3	b_4	b_5	b_6
-------	-------	-------	-------	-------	-------

Zuordnungstabelle :

$ \underline{B}_{i,k} $	Eingabebits b_1, b_2			
	00	01	11	10
1	1	a	a^2	a^3
a	1	a	a^2	$1/a$
a^2	1	a	$1/a^2$	$1/a$
a^3	1	$1/a^3$	$1/a^2$	$1/a$

Fig. 3

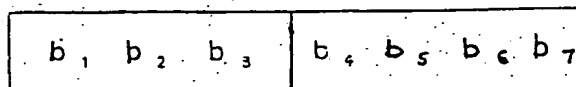


Differenzielle Modulation :

$$\underline{S}_{i,k} = \underline{B}_{i,k} \cdot \underline{S}_{i-1,k}$$

Fig. 4

Struktur eines Codewortes :



Zuordnungstabelle :

$ B_{i,x} $		Eingabebits b_1, b_2, b_3							
		000	001	011	010	110	111	101	100
$ S_{i,x} $	1	1	a	a^2	a^3	a^4	a^5	a^6	a^7
	a	1	a	a^2	a^3	a^4	a^5	a^6	$1/a$
	a^2	1	a	a^2	a^3	a^4	a^5	$1/a^2$	$1/a$
	a^3	1	a	a^2	a^3	a^4	$1/a^3$	$1/a^2$	$1/a$
	a^4	1	a	a^2	a^3	$1/a^4$	$1/a^3$	$1/a^2$	$1/a$
	a^5	1	a	a^2	$1/a^5$	$1/a^4$	$1/a^3$	$1/a^2$	$1/a$
	a^6	1	a	$1/a^6$	$1/a^5$	$1/a^4$	$1/a^3$	$1/a^2$	$1/a$
	a^7	1	$1/a^7$	$1/a^6$	$1/a^5$	$1/a^4$	$1/a^3$	$1/a^2$	$1/a$

Fig. 5

